

Cite No. 5



⑯ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑰ Übersetzung der
europäischen Patentschrift

⑯ EP 0 920 729 B 1

⑯ DE 697 01 635 T 2

⑯ Int. Cl. 7:
H 03 D 3/00

DE 697 01 635 T 2

⑯ Deutsches Aktenzeichen: 697 01 635.8
⑯ PCT-Aktenzeichen: PCT/US97/14472
⑯ Europäisches Aktenzeichen: 97 940 564.4
⑯ PCT-Veröffentlichungs-Nr.: WO 98/08300
⑯ PCT-Anmeldetag: 18. 8. 1997
⑯ Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: 26. 2. 1998
⑯ Erstveröffentlichung durch das EPA: 9. 6. 1999
⑯ Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: 5. 4. 2000
⑯ Veröffentlichungstag im Patentblatt: 16. 11. 2000

⑯ Unionspriorität: 699991 20. 08. 1996 US	⑯ Erfinder: ZUCKERMAN, H., Lawrence, Pleasanton, US
⑯ Patentinhaber: Advanced Micro Devices Inc., Austin, Tex., US	
⑯ Vertreter: Patentanwälte von Kreisler, Salting, Werner et col., 50667 Köln	
⑯ Benannte Vertragstaaten: DE, GB, IT	

⑯ ANORDNUNG UND VERFAHREN ZUM EMPFANGEN EINES MODULIERTEN FUNKFREQUENZSIGNALS

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingeglegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 697 01 635 T 2

200-006-010

Europäisches Patent 0 920 729
Deutsches Aktenzeichen 697 01 635.8-08
Advanced Micro Devices Inc.

TECHNISCHES GEBIET

Die vorliegende Erfindung bezieht sich im wesentlichen auf einen Empfänger für elektromagnetische Wellen. Insbesondere bezieht sich die vorliegende Erfindung auf einen Empfänger für ein lokales Funknetz oder ein kabelloses Telefon.

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

Computersysteme, wie Arbeitsstationen, Personalcomputer, Notebook-Computer, Personal Digital Assistants (PDAs) oder andere elektronische Verarbeitungseinheiten sind über ein lokales Funknetz (LAN) miteinander verbindbar. Jedes Computersystem weist ein Kommunikationssystem (z. B. eine Medienzugriffssteuereinrichtung (MAC), eine serielle oder nicht-serielle Kommunikationssteuereinrichtung oder eine andere Kommunikationsmoderationsvorrichtung) und einen Funksendeempfänger auf. Das Kommunikationssteuersystem regelt den Datenaustausch zwischen dem Computersystem und dem Funksendeempfänger. Das Kommunikationssteuersystem selektiert z. B. den Kanal, auf dem der Sendeempfänger arbeitet, organisiert Datenpakete zum Senden und Empfangen über das LAN, führt Fehlerkorrekturen in empfangenen Datenpaketen durch, steuert Rücksendungen von Datenpaketen bei Sende- und Empfangsfehlern und speichert vorübergehend ankommende und ausgehende Daten für das Computersystem und den Sendeempfänger.

Sendeempfänger für LANs sind typischerweise Superhet-Radiofrequenz-(RF-) Empfänger. Superhet-Empfänger führen eine Abwärtskonvertierung des empfangenen Signals (z. B. des RF-Signals) in ein oder mehrere Zwi-

200-000-000

schenfrequenz- (IF-) Signale durch. Die IF-Signale haben feste oder mindestens eingeschränkte Frequenzen, die es ermöglichen, die IF-Signale auf einfache Weise zu filtern, zu verstärken und anderweitig zu verarbeiten. Bei herkömmlichen Superhet-Empfängern erzeugt eine Antenne RF-Signale, die einem RF-Bandfilter zugeführt werden, welches selektiv nur die RF-Signale (sowohl erwünschte als auch andere) und das Rauschen innerhalb einer interessierenden Bandbreite durchlässt, während es andere RF-Signale und anderes Rauschen außerhalb dieser Bandbreite dämpft, wodurch der erforderliche Dynamikbereich der nachfolgenden Stufen verkleinert wird. Die bandbegrenzten RF-Signale und das bandbegrenzte Rauschen werden dann von einem rauscharmen Verstärker (LNA) verstärkt. Zur Unterstützung des RF-Filters beim Dämpfen von elektrischem Rauschens und elektrischen Signalen, die vom LNA verstärkt werden und in das Spiegelbildfrequenzband fallen und besonders kritisch sind, da sie ungefiltert den Zwischenfrequenz- (IF-) Abschnitt durchlaufen können, wird das verstärkte RF-Signal vom LNA von einem Bildfilter gefiltert. Eine Mischeinrichtung multipliziert zwecks Konvertierens der bandbegrenzten RF-Signale gemeinsam mit unerwünschten Mischprodukten in ein IF-Band das verstärkte RF-Signal mit einem Lokaloszillator- (LO-) Frequenzsignal.

Die IF-Signale von der Mischeinrichtung werden generell mit einem IF-Filter gekoppelt, das hauptsächlich das die gewünschten Signale enthaltende Teilband durchlässt. Dieses (und nachfolgende) IF-Filter lässt die Reste unerwünschter Signale und unerwünschten Rauschens in dem Spiegel frequenzteilband des Spiegel frequenzbandes, welche vom RF-Filter und Bildfilter unzureichend gefiltert worden sind, ohne weitere Dämpfung durch. In einer zweiten Mischeinrichtung mischt sich das gefilterte IF-Signal mit einer anderen, typischerweise niedrigeren LO-Frequenz, wodurch das Signal in ein Signal mit niedrigerer IF-Frequenz konvertiert wird, welches von einem weiteren IF-Verstärker und IF-Filter verstärkt und gefiltert wird. Beim Durchlaufen von IF-Filter und -Verstärker wird das

300-06-00

von den Filtern durchgelassene erwünschte IF-Signal in dem Teilband zu- gunsten der Signale und des Rauschens in anderen IF-Teilbänder selektiert. Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass unerwünschte Signale in den Bildkanälen der ersten und der zweiten Konvertierung, die von den RF- Filtern und ersten IF-Filtern nicht adäquat gefiltert worden sind, direkt im zweiten IF-Teilband des erwünschten Signals erscheinen und daher nicht gefiltert werden können. Das selektierte IF-Signal wird typischerweise demoduliert und in ein Basisband-Informationssignal für das Kommunikationssteuersystem umgesetzt. Obwohl es zahlreiche Varianten der Superhet-Konfiguration gibt, weisen dem Stand der Technik entsprechende Superhet-Konfigurationen im wesentlichen die gleichen Charakteristiken, Einschränkungen und Vorteile wie der beschriebene Superhet-Empfänger auf.

Ein Nachteil der herkömmlichen Superhet-Konfiguration ist, dass sie nicht auf einfache Weise vollständig in eine integrierte Schaltung aus Silizium (IC oder Mikrochip) integriert werden kann. Die meisten Superhet-Empfänger erfordern Filter für eine beträchtliche Vorkonvertierung und hochwertige Schmalband-IF-Filter, die bei hohen Frequenzen arbeiten. Die meisten Superhet-Empfänger erfordern z. B. große Vorkonvertierfilter und voluminöse hochwertige Schmalband-IF-Filter, die bei hohen Frequenzen arbeiten. Angesichts der Schwierigkeit bei der Herstellung hochwertiger RF-Filter auf einer IC werden diese Filter typischerweise mit abgestimmten Kreisen gebaut, die diskrete Filterkomponenten, wie Kondensatoren und Induktionsdrosseln, benötigen. Alternativ werden häufig externe Oberflächenwellen- (SAW-) Filter, die groß, teuer und verlustbehaftet sind, verwendet. Ferner erfordern Superhet-Empfänger Radiofrequenzoszillatoren und -Mischleinrichtungen, die aufgrund von Rauschisolierung, Leistungsberücksichtigung und Resonator Q schwer auf einem einzelnen IC-Substrat (insbesondere CMOS) zu integrieren sind. Radiofrequenz-Oszillatoren und -Mischleinrichtungen müssen typischerweise als diskrete Komponenten ausgeführt sein. Diese diskreten Komponenten führen zu einer Vergröße-

200-006-00

rung der Konfiguration sowie einer Erhöhung der Materialkosten, der Montagekosten und des Leistungsverbrauchs von Empfängern mit Superhet-Konfiguration.

Bei bestimmten dem Stand der Technik entsprechenden alternativen Sendelempfängern wird die Notwendigkeit von IF-Stufen für einige Modulationstypen durch direktes Konvertieren des RF-Signals in ein Basisbandsignal eliminiert. Bei Direktkonvertierempfängern wird das RF-Signal von einem Lokaloszillator- (L.O.-) Signal mit der gleichen Frequenz und Phase wie die des erwünschten RF-Signals überlagert. Solche Empfänger machen es erforderlich, dass das RF-Signal für eine adäquate RF-Signalselektion und -demodulation phasenverschoben gemischt wird. Bei einem Direktkonvertierempfänger müssen lokal erzeugte orthogonale Träger zwecks Erhalts von Null-IF-Signalen und Basisbandsignalen auf die Frequenz und Phase des ankommenden Signalträgers (oder möglicherweise virtuellen Trägers) abgestimmt und von dem ankommenden Signal in zwei separaten Mischeneinrichtungen überlagert sein. Die Basisbandsignale werden als phasenverschobene Schwingungen zwischen dem übertragenen Trägerfrequenzsignal und den phasenverschobenen lokalen Trägerfrequenzsignalen detektiert. Das Anpassen der Charakteristiken dieser Mischeneinrichtungen und der Phasen- und Amplitudengenauigkeit der beiden orthogonalen lokalen Oszillatoren erfordert Komponenten mit geringer Toleranz zum Erzeugen von Basisbandsignalen, die zum Demodulieren unter den Bedingungen schwacher Signale geeignet sind; Komponenten mit solchen Toleranzen sind schwerer zu integrieren als solche, die nur eine Einphasenmischung erzeugen.

Somit besteht Bedarf an einem Empfänger, bei dem kein aufwendiges Vorkonvertierfiltern, phasenverschobenes Mischen und keine aufwendigen Radiofrequenz-IF-Filter erforderlich sind. Ferner besteht Bedarf an einer Empfängerarchitektur mit Komponenten, die auf einfache Weise in ein digitales Kommunikationssteuersystem, wie ein MAC, integriert werden

30.08.00

können. Es besteht ferner Bedarf an einem Empfänger, der zuverlässig das RF-Signal auf ein Niederfrequenzsignal abwärts konvertiert, welches auf einfache Weise von den in das Kommunikationssteuersystem integrierten Empfängerkomponenten verarbeitet werden kann.

ZUSAMMENFASSENDER ÜBERBLICK ÜBER DIE ERFINDUNG

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf einen Empfänger für ein Funknetz, in dem Informationen auf einer modulierten Trägerwelle auf einer von mehreren Kanalfrequenzen übertragen werden. Der Empfänger weist einen RF-Bandeingang, einen Frequenzsynthesizer, eine Mischeneinrichtung, ein Bandfilter und einen Dekodierer auf. Die Mischeneinrichtung umfasst einen mit den RF-Bandsignalen von der Antenne gekoppelten RF-Eingang, einen zum Empfangen eines Synthesizersignals mit dem Frequenzsynthesizer gekoppelten Lokaloszillatoreingang und einen Mischeneinrichtungsausgang. Die Frequenz des Synthesizersignals ist ungefähr einer der Kanalfrequenzen gleich, und die Mischeneinrichtung erzeugt ein Signal mit sehr niedriger Zwischenfrequenz am Mischeneinrichtungsausgang. Das Signal mit sehr niedriger Zwischenfrequenz befindet sich in einem Frequenzband von oberhalb DC bis zu einem Wert, der gerade hoch genug, dass der Träger und sämtliche wichtigen Seitenbänder enthalten sind. Das Bandfilter weist einen Filtereingang und einen Filterausgang auf. Der Filtereingang ist mit dem Mischeneinrichtungsausgang gekoppelt. Der Dekodierer ist mit dem Filterausgang gekoppelt und empfängt ein Signal, das dem Signal mit der sehr niedrigen Zwischenfrequenz entspricht. Der Dekodierer erzeugt ein dekodiertes Signal, das die Informationen auf der modulierten Trägerwelle anzeigt.

Die vorliegende Erfindung bezieht sich ferner auf einen Empfänger zum Empfangen eines auf einer modulierten Trägerwelle mit einer von mehreren Kanalfrequenzen übertragenen Basisbandfrequenzsignals. Der Empfänger umfasst eine Antenneneinrichtung zum Empfangen der modulierten

200-000-000

Trägerwelle, eine Frequenzquelleneinrichtung, wie einen Phasenregelkreis-Synthesizer, zum Erzeugen eines Lokaloszillatorsignals, eine Zwischenfrequenzeinrichtung (wie eine Mischereinrichtung) zum Empfangen des Lokaloszillatorsignals und des modulierten Trägers und Entwickeln eines Signals mit sehr niedriger Zwischenfrequenz sowie eine Demodulatoreinrichtung zum Empfangen des Signals mit sehr niedriger Zwischenfrequenz und Erzeugen eines demodulierten Signals, das auf der modulierten Trägerwelle übertragene Basisbandfrequenzsignal anzeigt. Das Lokaloszillatorsignal hat eine Frequenz nahe der einen der Kanalfrequenzen, und das Signal mit sehr niedriger Zwischenfrequenz befindet sich in einem Frequenzband von oberhalb DC bis zu einem Wert, der gerade groß genug ist, dass der Träger und sämtliche wichtigen Seitenbänder enthalten sind.

Die vorliegende Erfindung bezieht sich ferner auf ein Verfahren zum Empfangen von Informationen auf einer modulierten Trägerwelle mit einer von mehreren Kanalfrequenzen, das in einem Funknetz anwendbar ist. Das Verfahren umfasst die Schritte des Empfangen des modulierten Trägerwellensignals, Verstärkens des modulierten Trägerwellensignals zum Erzeugen eines verstärkten modulierten Trägersignals, Erzeugens eines Mischsignals (Lokaloszillator) mit einer Frequenz nahe der Trägerfrequenz, Multiplizierens des Mischsignals und des verstärkten modulierten Trägersignals in einem Frequenzband von oberhalb DC bis zu einem Wert, der gerade groß genug ist, dass sämtliche wichtigen Seitenbänder enthalten sind, und Demodulierens eines mit dem Signal mit sehr niedriger Zwischenfrequenz in Beziehung stehenden Ergebnissignals zwecks Erhalts der auf der modulierten Trägerwelle befindlichen Informationen.

Bei einem Aspekt der vorliegenden Erfindung konvertiert der Empfänger das Radiofrequenz- (RF-) Signal direkt in ein Signal mit sehr niedriger Zwischenfrequenz (z. B. in ein Frequenzband von oberhalb DC bis zu einem Wert, der gerade groß genug ist, dass der Träger und sämtliche wichtigen Seitenbänder enthalten sind). Der Empfänger arbeitet vorzugs-

320.00.00

weise derart, das er ein hochfrequentes elektromagnetisches Signal, wie ein 2,4-2,5 GHz-RF-Signal in ein 340-660 kHz-Signal abwärts konvertiert (je nach dem mittels der Frequenzumtast- (FSK-) Modulation übermittelten Symbol oder Bitmuster) – Der Empfänger kann in einer Vielzahl von Anwendungen, wie schnurlosen Telefonen, Funknetzen oder anderen Funkvorrichtungen, und bei einer Vielzahl von Radiofrequenzen und Modulationstechniken eingesetzt werden.

Bei einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung macht der Sendeempfänger keine Vorkonvertierfilterung erforderlich. Der Empfänger mischt das Trägerwellen- oder RF-Signal mit einem Synthesizersignal oder Mischsignal mit einer Frequenz, die um die Hälfte des Kanalintervalls über der des RF-Signals liegt. Alternativ kann das Synthesizersignal eine Frequenz von einem anderen Bruchteil des Kanalintervalls des RF-Signals aufweisen. Die Mischeinrichtung erzeugt vorzugsweise ein Signal mit sehr niedriger IF mit einem Frequenzband von oberhalb DC bis zu einem Wert, der gerade groß genug ist, dass der Träger und sämtliche wichtigen Seitenbänder enthalten sind. Vorzugsweise ist die sehr niedrige Zwischenfrequenz niedrig genug, dass keine Vorkonvertierfilterung und kein Bildsperr-Phasenabgleich erforderlich ist, jedoch groß genug, dass das Basisbandsignal auf jeden Fall enthalten ist.

Bei einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung ermöglicht die Architektur des Sendeempfängers mit sehr niedriger IF die Integration einer beträchtlichen Anzahl von Sendeempfängerkomponenten in das digitale Kommunikationssteuersystem. Ein integriertes Audio-Bandfilter filtert zum Eliminieren von Komponenten aus anderen Kanälen am vorderen Ende des Empfängers in vorteilhafter Weise das Signal mit sehr niedriger IF. Das Signal mit sehr niedriger IF kann ohne phasenverschobenes Mischen zuverlässig demoduliert werden. Ferner ermöglicht die vorteilhafte Architektur durch einen integrierten Verstärker die Durchführung von Hochleistungsverstärkung in einem relativ ruhigen Gebiet des Frequenzspektrums.

200-08-100

FIGURENKURZBESCHREIBUNG

Im folgenden wird die Erfindung anhand der Zeichnungen, in denen gleiche Bezugszeichen die gleichen Elemente bezeichnen, näher erläutert. Es zeigen:

- Fig. 1 ein allgemeines Blockschaltbild eines Kommunikationssystemknotens mit einem Sendeempfänger und einem Kommunikationssteuersystem gemäß einem ersten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;
- Fig. 2 ein detaillierteres Blockschaltbild des Kommunikationssystemknotens aus Fig. 1 gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;
- Fig. 3 ein Blockschaltbild des Kommunikationssystemknotens gemäß einem dritten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;
- Fig. 4 ein detailliertes Blockschaltbild eines Kommunikationssystemknotens gemäß einem vierten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;
- Fig. 5 eine Bildsperrsenschaltung für die Kommunikationssystemknoten aus Fign. 1, 2 und 3 gemäß einem fünften und einem sechsten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;
- Fig. 6 eine Lokaloszillator-Lecksperrsenschaltung für die Kommunikationssystemknoten aus Fign. 1, 2 und 3 gemäß einem siebten und einem achtten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

20.06.00

DETAILLIERTE BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSBEISPIELE DER VORLIEGENDEN ERFINDUNG

Fig. 1 zeigt ein allgemeines Blockschaltbild eines Kommunikationssystemknotens 14, wie eines (nicht gezeigten) Funknetzes, eines schnurlosen Telefons oder einer anderen Radiofrequenz- (RF-) Vorrichtung. Der Systemknoten 14 ist vorzugsweise Teil eines Langstreckennetzes (WAN), Zellennetzes oder LANs, wie eines vorgeschlagenen Funknetzes, Normal-LANs oder einer anderen Radiofrequenz-Anwendung gemäß der Norm IEEE 802.11, z. B. eines schnurlosen oder Funktelefonsystems. Alternativ kann der Kommunikationssystemknoten 14 in anderen RF-Kommunikationsanrichtungen eingesetzt werden.

Der Systemknoten 14 arbeitet vorzugsweise bei einer Radiofrequenz zwischen 2,4 und 2,5 GHz bei Kanalintervallen von 1 MHz. Informationen werden vorzugsweise mit Gaußscher Zwei- oder Vierebenen-Frequenzumtast- (GFSK-) Modulation mit einer Spitzenabweichung des RF-Signals oder der Trägerwelle von +/-160 kHz moduliert. Die Informationen repräsentierende Symbole werden vorzugsweise als Perioden von +160 kHz bis -160 kHz der Frequenzabweichung (d. h. einer Spitze-Spitze-Abweichung von 320 kHz) bei einer Datengeschwindigkeit von 1 Megabit pro Sekunde (2 Ebenen) oder 2 Megabits pro Sekunde (4 Ebenen) kodiert. Alternativ können die Informationen amplitudenmoduliert, phasenmoduliert oder anderweitig auf dem RF-Signal kodiert werden.

Der Kommunikationssystemknoten 14 weist einen Funksendeempfänger 12, ein Kommunikationssteuersystem oder eine Steuereinrichtung 16 und eine Antenne 18 auf. Die Antenne kann direkt in den Sendeempfänger 12 eingebaut sein. Die Kommunikationssteuereinrichtung 16 ist vorzugsweise eine Kommunikationssteuereinrichtung oder Medienzugriffssteuereinrichtung (MAC), wie eine Am79C930 PC Net Wireless™ MAC-Vorrichtung oder eine andere MAC-Vorrichtungsgeneration von Advanced Micro Devices,

20-06-00

Sunnyvale, California. Die Kommunikationssteuereinrichtung 16 ist vorzugsweise eine integrierte digitale Einzelsubstrat-Steuereinrichtung mit mehreren Eingängen und Ausgängen, wie einem Sendedatenausgang 19A, einem Empfangsdateneingang 19B und einem Kanalselektionsausgang 19C. Die Steuereinrichtung 16 ist vorzugsweise als CMOS ausgeführt und in einer Vielzahl von Kommunikationsanwendungen einsetzbar.

Bei dem einfachsten Ausführungsbeispiel weist der Funksendeempfänger 12 eine Mischelinrichtung 28, einen Sende-/Empfangs- ("T/R") Schalter 20 und die restliche Empfänger- und Senderschaltanordnung in einem Modul oder einer Schaltung 15 auf. Die Schaltung 15 umfasst einen Sendedateneingang 17A, einen Empfangsdatenausgang 17B, einen Kanalselektionseingang 17C, eine Empfänger-IF-Eingangsklemme 17D und einen Lokaloszillator- ("LO") Synthesizerausgang 17E. Ein RF-Eingang der Mischelinrichtung 28 ist über den T/R-Schalter 20 mit der Antenne 18 gekoppelt. Der LO-Eingang der Mischelinrichtung 28 ist mit dem LO-Synthesizerausgang 17E gekoppelt. Ein IF-Ausgang der Mischelinrichtung 28 ist mit dem Empfänger-IF-Eingang 17D gekoppelt. Der LO-Synthesizerausgang 17E ist auch mit dem Sendeterminal des T/R-Schalters verbunden, häufig über einen (nicht gezeigten) Leistungsverstärker, dessen Verstärkung entweder amplitudenmoduliert oder nicht amplitudenmoduliert sein kann. Der Sendedateneingang 17A ist mit dem Sendedatenausgang 19A gekoppelt, und der Empfangsdatenausgang 17B ist mit dem Empfangsdateneingang 19B gekoppelt. Es kann ein ebenfalls nicht gezeigtes, zwischen der Antenne 18 und dem T/R-Schalter 20 angeschlossenes Bandfilter vorgesehen sein, das dazu dient, die in beiden Richtungen durchgelassenen Signale auf diejenigen in dem interessierenden Frequenzband zu begrenzen. Der Kanalselektionsausgang 19C ist mit dem Kanalselektionseingang 17C gekoppelt. Es kann ein ebenfalls nicht gezeigter, zwischen dem Empfangsausgang des T/R-Schalters 20 und dem RF-Eingang der Mischelinrichtung 28 angeschlossener Empfängervorverstärker vorgesehen sein, der dazu dient, die Herstellung einer adäquaten Empfän-

20-06-00

gerempfindlichkeit zu unterstützen. Vorzugsweise ist eine Anzahl von Komponenten im Sendeempfänger 12 im Halbleitersubstrat der Steuereinrichtung 16 integriert.

Im Betrieb führt der Sendeempfänger 12 eine RF-, IF-, Modulations- und Demodulationssignalverarbeitung für den Kommunikationssystemknoten 14 durch. Im Empfangsmodus empfängt die Antenne 18 eine modulierte Trägerwelle oder ein RF-Signal und übermittelt dieselbe/dasselbe über den T/R-Schalter 20 an die Mischeinrichtung 28. Der in der Schaltung 15 enthaltene LO-Synthesizer übermittelt ein Mischsignal an 17E entsprechend einem selektierten Kanal im geeigneten Frequenzbereich (z. B. zwischen 2,4 und 2,5 GHz bei Kanalintervallen von 1 MHz). Das Synthesizersignal entspricht einem von der Steuereinrichtung 16 am Ausgang 19C an den Eingang 17C von 15 übermittelten Kanalselektionssignal. Im Empfangsmodus liegt das am Ausgang 17E anstehende LO-Synthesizersignal ein halbes Kanalintervall über der Träger- oder Mittenfrequenz des selektierten Kanals. Wenn z. B. das erwünschte RF-Signal eine Mittenfrequenz von 2433 MHz aufweist, wird der LO-Synthesizer gemäß dem Kanalselektionsignal am Ausgang 19C auf 2433,5 MHz eingestellt. Alternativ kann die LO-Synthesizerfrequenz unterhalb der Mittenfrequenz des erwünschten RF-Signals um ein halbes Kanalintervall oder, bezogen auf das Kanalintervall, um ein anderes Verhältnis, z. B. ein Viertel, versetzt sein. Diese Größe des LO-Synthesizer-Versatzes muss die höchste signifikante Frequenzkomponente (gemessen als Frequenzunterschied zwischen der Seitenbandenergie und dem Träger) in den Seitenbändern der ankommenden modulierten Trägerwelle übersteigen. Bei diesem Ausführungsbeispiel erstreckt sich die signifikante Seitenbandenergie auf nahezu plus/minus 500 kHz von der Trägerfrequenz. Somit war im Empfangsmodus ein LO-Synthesizerversatz von 500 kHz (halbe Kanalbreite) selektiert.

Die Mischeinrichtung 28 übermittelt im wesentlichen das Multiplikationsprodukt der Signale von ihren beiden Eingängen an den IF-Eingang 17D

20.06.00

des Empfängers, wobei das Produkt eine Reproduktion des RF-Signals bei Frequenzen ist, die die Summe und die Differenz von RF-Signal und LO sind. Je nach Konfiguration erzeugt die Mischelinrichtung auch Originalsignale, vorzugsweise mit reduziertem Pegel. An dieser Stelle wird nur die Differenzfrequenz behandelt, da die anderen drei Frequenzkomponenten von der ersten Komponente hinter dem IF-Eingang 17D eliminiert werden. Diese Differenzfrequenz ist das Signal mit sehr niedriger IF, das sich entsprechend den Seitenbändern von ungefähr 500 kHz plus/minus Trägerfrequenz von ungefähr DC bis ungefähr 1 MHz erstreckt.

Der Einsatz einer solch niedrigen Zwischenfrequenz hat mindestens zwei Auswirkungen. Die positive Auswirkung ist, dass das Signal von einer relativ kostengünstigen und kompakten Integrierten Schaltung und einer weiteren Schaltanordnung verarbeitet (d. h. gefiltert, verstärkt, weiter überlagert) werden kann. Die negative Auswirkung ist, dass auch an der Antenne 18 anstehende Signale im RF-Eingangsband mit entsprechendem Frequenz- und Amplitudengang am IF-Eingang 17D des Empfängers erscheinen, wobei die Signale über der LO-Frequenz von 17E liegen; die Frequenz dieser Signale weicht im gleichen Maße ab wie die der unter LO liegenden. Jedes Tiefpassfilter hinter Eingang 17D, dessen Bandpassabschaltung gerade unter 1 MHz liegt, neigt dazu, sämtliche Signale, die mehr als 1 MHz unter der LO-Frequenz liegen, und sämtliche Signale, die mehr als 1 MHz über der LO-Frequenz liegen, zu eliminieren; Signale auf dem erwünschten Kanal werden ungedämpft durchgelassen, dasselbe gilt jedoch auch für Signale auf dem nächsthöheren Kanal. Der Mischvorgang beim Superhet-Empfänger erzeugt immer die gleiche Reaktion auf das erwünschte Signalband und dieses unerwünschte Spiegelbildfrequenzband. Es ist die übliche Konfigurationsstrategie, die LO-Frequenz in beträchtlichem Maße von der erwünschten RF-Eingangsfrequenz entfernt zu legen, so dass das Spiegelbildfrequenzband durch Filtern vor der Mischelinrichtung 28 entfernt werden kann. Bei dieser besonderen Konfiguration liegt die LO-Frequenz so nahe (de facto gerade weit genug entfernt, dass sämt-

20.06.00
13.

liche Modulationsseitenbänder vermieden werden), dass das Spiegelbildfrequenzband jederzeit umittelbar an das erwünschte Signal angrenzt und somit nicht durch Anwendung praktikabler Verfahren vor der Mischeneinrichtung herausgefiltert werden kann. Reaktionen auf dieses und jedes beliebige Spiegelbildfrequenzband können jedoch durch Bildsperrmischen reduziert werden.

Diese Situation gilt normalerweise als inakzeptabel, aber unter bestimmten Umständen (einschließlich der Situation, für die der Empfänger ausgelegt ist) ermöglicht die erforderliche (oder spezifizierte) Selektivität des Empfängersystems einen vollen Durchlassfrequenzgang auf die benachbarten Kanäle (normalerweise zwecks Reduzierung der Kosten der Selektivitätselemente). Bei dieser Konfiguration ist dies kein Problem, obwohl das Bildsperrverhältnis 0 dB ist, da das Spiegelbildfrequenzband immer auf einem der benachbarten Kanäle liegt. Bei der besonderen Spezifikation handelt es sich um das vorgeschlagene LAN gemäß der Norm IEEE P802.11, dieses Konzept bezieht sich jedoch auf jede Selektivitätsspezifikation oder jeden Bandplan, ganz gleich, ob offiziell oder nicht, die/der eine Null-Selektivität für eine ausreichende Bandbreite ermöglicht, in der der Träger und beide Seitenbänder enthalten sind.

Diese sehr niedrige Zwischenfrequenz sollte über DC (Null Hz) liegen und doch groß genug sein, dass keine kostspieligen IF-Filter und andere Komponenten erforderlich sind. Ferner sollte die sehr niedrige Zwischenfrequenz groß genug sein, dass der gesamte Bereich der Basisbandfrequenz enthalten ist. Somit ist die Schaltung 15 derart konfiguriert, dass die Mischeneinrichtung 28 das RF-Signal in ein Signal mit sehr niedriger IF konvertiert, welches zwecks Erhalts der bei Basisbandfrequenz kodierten oder Radiofrequenz modulierten Informationen zuverlässig verarbeitet werden kann.

20.06.00
14.

Die Schaltung 15 filtert, verstärkt, verarbeitet auf andere Weise und dekodiert das Signal mit sehr niedriger IF zwecks Erzeugung eines Empfangsdatensignals am Ausgang 17B, das die bei Basisbandfrequenz auf dem von der Antenne 18 empfangenen RF-Signal modulierten Informationen anzeigt. Die empfangenen Daten werden vom Kommunikationssteuermodul 16 am Empfangsdateneingang 19B empfangen. Die empfangenen Daten können ein serieller oder paralleler Digitalbitstrom, ein Impulssignal oder ein Analogsignal sein, die die auf dem RF-Signal modulierten Symbole oder Informationen repräsentieren.

Im Sendemodus übermittelt das Steuermodul 16 Sendedaten am Sendedatenausgang 19A an den Sendedateneingang 17A der Schaltung 15. Die Sendedaten können ein Bitstrom, ein Impulssignal oder ein Analogsignal sein, die die auf dem RF-Signal zu modulierenden Symbole oder Informationen repräsentieren. Die an 17C in die Schaltung 15 eintretenden digitalen Sendedaten modulieren den Spannungssteueroszillator (VCO) innerhalb des Synthesizers, so dass das Ausgangssignal des letzteren am Ausgang 17E einer Frequenzumtast- (FSK-) Modulation unterzogen wird, statt unmoduliert zu bleiben, wie es beim Empfangsmodus erforderlich war. Dieses modulierte Signal wird von 17E an den TR-Schalter 20 gesandt, manchmal über einen (nicht gezeigten) Leistungsverstärker, der in diesem Sendemodus derart eingestellt ist, dass er das modulierte Signal mit der Antenne verbindet.

Fig. 2 zeigt ein schematisches Blockschaltbild des Sendeempfängers 12 für einen Kommunikationssystemknoten 14 gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Der Kommunikationssystemknoten 14 weist eine Antenne 18, einen Sendeempfänger 12 und eine Medienzugriffssteuereinrichtung (MAC) oder eine Kommunikationssteuereinrichtung 16 auf. Der Sendeempfänger umfasst einen Sende-/Empfangsschalter 2, einen Sende-Leistungsverstärker 22, einen rauscharmen Empfangsverstärker 24, eine Mischereinrichtung 28, einen spannungsgesteuert

20.06.00
15.

ten Oszillator 30, ein Schleifenfilter 32, einen Voruntersetzer 34, /N/A 37, einen Phasenkomparator 36, einen Referenzfrequenzgenerator 38, ein Bandfilter 40, einen Hochleistungsverstärker 44, einen Datendekodierer 46 und einen Datenkodierer 48. Vorzugsweise sind das Filter 32, /N/A 37, der Phasenkomparator 36, der Referenzfrequenzgenerator 38, das Bandfilter 40, der Hochleistungsverstärker 44, der Datendekodierer 46 und der Datenkodierer 48 im CMOS integriert, wobei sich die Steuereinrichtung 16 auf einem Einzelsubstrat 13 der integrierten Schaltung befindet.

Der Sendeempfänger 12 und der Kommunikationssystemknoten 14 sind derart konfiguriert, dass sie zum Senden von Informationen über das (nicht gezeigte) Funknetz die GFSK-Modulation anwenden. Der Sendeempfänger 12 ist eine Frequenzhopping-Vorrichtung, die ein Kanalselektionssignal gemäß der Norm IEEE 802.11 empfängt. VCO 30, Schleifenfilter 32, Voruntersetzer 34, /N/A 37 und Phasenkomparator 36 wirken zur Bildung eines Phasenregelkreis-Schleifenfrequenzsynthesizers zusammen, welcher Hochfrequenz- (RF-) Signale für die Antenne 18 und die Mischeneinrichtung 28 erzeugen kann. VCO 30, Voruntersetzer 34, /N/A 37, Phasenkomparator 36 und Schleifenfilter 32 sind z. B. vorzugsweise derart angeordnet, dass sie im Empfangsmodus eine beliebige Kanalfrequenz für die Mischeneinrichtung 28 von 2,3995 bis 2,4995 GHz in 1 MHz-Schritten und im Sendermodus eine beliebige Kanalfrequenz für den Sende-Leistungsverstärker 30 von 2,4 GHz bis 2,5 GHz in 1 MHz-Schritten erzeugen. VCO 30, Sende-Leistungsverstärker 22 und T/R-Schalter 20 übermitteln das RF-Signal vorzugsweise direkt an die Antenne 18.

Der Betrieb des Sendeempfängers 12 wird im folgenden mit Bezug auf Fig. 2 erläutert. Im Empfangsmodus empfängt die Antenne 18 ein moduliertes Trägerwellensignal oder RF-Signal auf einem beliebigen 1 MHz-Kanal zwischen 2,4 und 2,5 GHz (z. B. auf einem von 100 Kanälen). Der Sende-/Empfangsschalter 20 ist von der Steuereinrichtung 16 auf Empfang eingestellt, so dass die Signale an der Antenne 18 an den rauscharmen Emp-

16 20-06-00

fangsverstärker 24 übermittelt werden. Der Schalter 20 verhindert auch, dass Signale über den Sende-Leistungsverstärker 22 von der Mischelinrichtung 28 zur Antenne 18 reflektiert werden. Der Schalter 20 ist vorzugsweise eine Silizium- (Si-) oder Galliumarsenid- (GAs-) Vorrichtung mit einer Betriebszeit von weniger als 1 Mikrosekunde. Der Schalter 20 wird vorzugsweise von der Steuereinrichtung 16 entsprechend dem vorgeschlagenen Funknetz gemäß der Norm IEEE 802.11 gesteuert.

Die Antenne 18 oder die entsprechende Schaltung sorgt normalerweise für eine gewisse RF-Filterung für den Systemknoten 14 und ist auf den 2,4 bis 2,5 GHz-Bereich abgestimmt. Die Antenne 18 kann eine IC-Antenne auf einer PCMCIA-Karte oder einer anderen IC-Platine sein. Die Antenne 18 ist impedanzangepasst, in einigen Fällen durch Anwendung von Mikrostreifenleiter-Techniken. Die Antenne 18 und der Sendeempfänger 12 decken im wesentlichen einen Innenbereich von 200-300 Fuß für das Empfangen und Senden von RF-Signalen ab. Zwischen der Antenne 18 und dem T/R-Schalter 20 kann ein kostengünstiges (nicht gezieltes) Keramik- oder anderes Filter für eine erhöhte RF-Filterleistung vorgesehen sein.

Der Schalter 20 übermittelt die modulierte Trägerwelle (das RF-Signal) an den rauscharmen Empfangsverstärker 24, der die modulierte Trägerwelle verstärkt und die Empfangssystem-Rauschzahl erstellt. Der Verstärker 24 übermittelt das verstärkte RF-Signal an die Mischelinrichtung 28. Der Verstärker 24 ist vorzugsweise ein rauscharmer Verstärker mit einer maximalen Rauschzahl von weniger als 5 dB. Der Verstärker 24 weist vorzugsweise eine beträchtliche Umkehrisolierung auf, die im Empfangsmodus die Leckage des Signals vom VCO 30 und des Rauschens des Voruntersetzers 34 über die Mischelinrichtung 28 und den T/R-Schalter 20 zurück zur Antenne 18 reduziert. Der Verstärker 24 weist vorzugsweise eine Verstärkung von 10 bis 15 dB auf.

200406100

VCO 30, Schleifenfilter 32, Voruntersetzer 34, /N/A 37 und Phasenkomparator 36 wirken zum Übermitteln eines Synthesizer- oder Lokaloszillator-(L.O.-) Mischsignals zur Mischereinrichtung 28 zusammen. Die Frequenz des Mischsignals liegt 0,5 MHz (z. B. $\frac{1}{2}$ Kanalintervall) über der erwünschten Kanalfrequenz, die abgestimmt wird. Alternativ kann das Mischsignal unter der gewünschten Frequenz liegen. Das Mischsignal liegt vorzugsweise nahe genug an der erwünschten Kanalfrequenz, so dass die Mischereinrichtung 28 ein Signal mit sehr niedriger Zwischenfrequenz erzeugt, die über DC und unter ungefähr 1 MHz liegt. Zusätzlich zum Empfangen des erwünschten Signals mit einer Mittenfrequenz von 0,5 MHz unterhalb der Mischsignalfrequenz (oder 0,5 MHz über der Mischsignalfrequenz, wenn letztere 0,5 MHz unterhalb der erwünschten Trägerfrequenz eingestellt ist) erscheinen an IF mit identischem Frequenzgang Signale am Kanal mit einer Mittenfrequenz von 0,5 MHz über der Mischsignalfrequenz, da dies das Spiegelbildfrequenzband ist. Mit anderen Worten, das Spiegelbildfrequenzband liefert praktisch identische Signale an IF, und die Bildsperrung ist 0 dB, da die RF-Filterung viel zu umfangreich ist, um für eine Sperrung zu sorgen. Obwohl dieser Zustand normalerweise inakzeptabel ist, ist er in diesem Fall tolerierbar, und zwar insofern, als die geltende Spezifikation IEEE P802.11 (sowie mögliche andere Spezifikationen) eine Selektivität von 0 dB an den unmittelbar an den gewünschten Kanal angrenzenden Kanälen vorsieht.

VCO 30 erzeugt das entsprechende Mischsignal in Reaktion auf ein stabiles Referenzoszillationssignal von 500 kHz vom Generator 38 und ein Kanalselektionssignal von der Steuereinrichtung 16, die von den Dividereinrichtungen /N/A 37 im Voruntersetzer 34 empfangen werden. Die Konfiguration von Voruntersetzer 34, /N/A 37, Phasenkomparator 36 und Schleifenfilter 32 als Phasenregelkreis- (PLL-) Schleifensynthesizer ermöglicht es, dass der VCO 30 das Mischsignal für die Mischereinrichtung 28 akkurat und effizient erzeugt.

200-006-000
.18

Die Mischeinrichtung 28 übermittelt das Signal mit sehr niedriger Zwischenfrequenz an das Bandfilter 40. Die Mischeinrichtung 28 kann eine bidirektionale passive Mischeinrichtung sein, die mehrere Dioden aufweist. Alternativ kann die Mischeinrichtung 28 eine aktive Mischeinrichtung sein, die Transistoren mit einer Konvertierverstärkung oder anderen Arten von aktiven Vorrichtungen aufweist. Das Bandfilter 40 kann ein Audio-Bandfilter sein, das in dem Substrat 13 integriert ist. Das Bandfilter 40 arbeitet derart, dass es in vorteilhafter Weise ohne Einsatz eines umfangreichen Hochfrequenz-Vorkonvertierfilters andere von der Antenne 18 empfangene Kanäle eliminiert, einschließlich sämtlicher Bildkanäle, mit Ausnahme des an den erwünschten Kanal angrenzenden Kanals. Das Filter 40 weist vorzugsweise eine Mittenfrequenz von 500 kHz auf. Das Bandfilter 40 übermittelt ein gefiltertes Signal zum Hochleistungsverstärker 44, der mit dem Bandfilter 40 AC-gekoppelt ist. Der Hochleistungsverstärker 44 ist aufgrund der relativ niedrigen Frequenz des Signals mit sehr niedriger IF leicht in das Substrat 13 integrierbar.

Das gefilterte und verstärkte Signal mit sehr niedriger IF wird an den Datendekodierer 46 übermittelt, der das Signal vom Verstärker 44 demoduliert oder dekodiert und ein Daten- und Taktignal an die Steuereinrichtung 16 übermittelt, welches auf dem RF-Signal kodierte oder modulierte Informationen anzeigt. Der Dekodierer 46 und der Verstärker 44 können eine automatische Verstärkungssteuerschaltanordnung für eine genauere Demodulation aufweisen.

Im Sendemodus übermittelt die Steuereinrichtung 16 ein kombiniertes Daten- und Taktignal an den Datenkodierer 48. Der Datenkodierer 48 übermittelt ein Basisbandsignal an das Schleifenfilter 32, und somit übermittelt der VCO 30 ein direkt moduliertes Signal an den Sende-Leistungsverstärker 22. Im Sendemodus wirken VCO 30, Schleifenfilter 32, Phasenkomparator 36, /N/A 37 und Voruntersetzer 34 vorzugsweise derart zusammen, dass sie die modulierte Trägerwelle (das RF-Signal) genau bei

30-06-00
49

der Mittenfrequenz des selektierten Kanals erzeugen. Vorzugsweise weist das Schleifenfilter 32 eine ausreichend niedrige Grenzfrequenz auf, damit der VCO 30 direkt durch Anlegen eines Basisbandsignals über den Kodierer 48 und das Filter 32 moduliert werden kann.

Die Steuereinrichtung 16 selektiert die gewünschten Kanäle zum Senden und Empfangen des RF-Signals über die Dividiereinrichtungen /N/A 37. Die Steuereinrichtung 16 erzeugt das Kanalselektionssignal oder andere Daten, so dass die Dividiereinrichtungen /N/A 37 die Lokaloszillatofrequenz ordnungsgemäß in 0,5 MHz-Schritten bei jedem ganzzahligen MHz-Wert und jedem halben MHz-Wert selektieren können. Im Sendemodus übermittelt die Steuereinrichtung 16 die Kanalselektionsdaten an die Dividiereinrichtungen /N/A 37, so dass RF-Signale bei jedem ganzzahligen MHz-Wert gewählt werden können. Im Empfangsmodus übermittelt die Steuereinrichtung 16 die Kanalselektionsdaten an die Dividiereinrichtungen /N/A 37, so dass der VCO 30 ein Misch- oder Synthesizersignal mit einer Frequenz, die um 0,5 MHz größer ist als der ganzzahlige MHz-Wert der erwünschten Frequenz der modulierten Trägerwelle, erzeugt.

Vorzugsweise sind das Schleifenfilter 32, die Dividiereinrichtungen /N/A 37, der Phasenkomparator 36, die Frequenzquelle 38, der Datenkodierer 48, der Datendekodierer 46, das Bandfilter 40 und der Hochleistungsverstärker 44 mit der Steuereinrichtung 16 in dem Substrat 13 integriert. Die oben genannten Komponenten sind leicht mit der Steuereinrichtung integrierbar, da die meisten von Ihnen mit dem Signal mit sehr niedriger Zwischenfrequenz anstatt mit einem hochfrequenten RF-Signal arbeiten. Der Generator 38 weist einem mit einem (nicht gezeigten) chipexternen Kristall gekoppelten Kristalloszillator auf. Dieser Oszillator erzeugt eine Taktreferenz für die Kommunikationssteuereinrichtung 16. Der Generator 38 weist eine (nicht gezeigte) interne Dividiereinrichtung zum Absenken der Kristallfrequenz auf 500 kHz für den Referenzeingang des Phasenkomparators 36 auf.

2005-06-01

Gemäß Fig. 3 ist der Systemknoten 14 ähnlich ausgeführt wie Systemknoten 14 aus Fig. 2. Fig. 3 ist eine detailliertere Darstellung; das Bandfilter 21, der Voruntersetzer 34 und die Dividereinrichtungen 37 befinden sich in separaten Blöcken, und das Bandfilter 21 ist explizit dargestellt. Der Sendeempfänger 12 ist ähnlich ausgeführt wie der in Fig. 2 gezeigte, mit der Ausnahme, dass er die Empfänger-IF anders verarbeitet. Der Sendeempfänger 12 weist einen Voruntersetzer 34, eine Dividereinrichtung 37, einen Lokaloszillator 50, ein Bandfilter 21, einen Verstärker 52 und einen Prozessor 54 auf der Rückseite des Empfängers auf. Der Prozessor 54 auf der Rückseite des Empfängers umfasst eine Mischereinrichtung 56, ein Bandfilter 58, einen Begrenzungsverstärker 60 und einen FM-Demodulator 60. Der Sendeempfänger 12 arbeitet im Sendemodus im wesentlichen ähnlich wie der Sendeempfänger 12 aus Fig. 2.

Das Bandfilter 40 ist ein Audio-Filter mit einer Mittenfrequenz von 500 kHz. Alternativ kann das Filter 40 eine Kombination aus Schaltkondensatorfiltern oder Hoch- und Tiefpassfiltern sein. Die relativ niedrige Mittenfrequenz des Filters 40 ermöglicht eine einfacherer Integration des Filters 40 in das Substrat 13.

Im Empfangsmodus arbeitet der Sendeempfänger 12 bis zum Ausgang des Bandfilters 40 im wesentlichen ähnlich wie der Sendeempfänger 12 aus Fig. 1 und 2. Die vom Bandfilter 40 gefilterte sehr niedrige Zwischenfrequenz wird vom Verstärker 52 verstärkt, welcher vorzugsweise eine Verstärkung von 10-20 dB aufweist. Das Filter 40 ermöglicht es nur dem Signal mit der sehr niedrigen IF und einem Signal mit sehr ähnlichem Bild, den Verstärker 52 zu durchlaufen. Es sei darauf hingewiesen, dass der Kommunikationsstandard, für den dieser Empfänger vorgesehen ist, eine Null-Selektivität der angrenzenden Kanäle ermöglicht oder es ermöglicht, dass die Beabstandung zwischen den Kanälen groß genug ist, damit keine Störung im Spiegelbildfrequenzband auftritt. Die Verstärkung des Verstär-

2005-06-01

kers 52 ist niedrig genug, so dass eine Begrenzung des Signals mit sehr niedriger IF verhindert wird. Vorzugsweise wird die Größe der Verstärkung derart gewählt, dass sie ausreicht, das Rauschen auf dem Signal mit sehr niedriger IF zu minimieren, wobei jedoch das Signal mit sehr niedriger IF nicht begrenzt wird.

Die Mischeinrichtung 56 empfängt das verstärkte Signal mit sehr niedriger IF und überlagert das Signal mit sehr niedriger IF mit einem Mischsignal vom Oszillator 50. Der Oszillator 50 ist ein CMOS-Rechteckwellenoscillator zum Erzeugen eines 10 MHz-Signals in Reaktion auf ein 20 MHz-Signal oder ein dem mit dem Generator 38 gekoppelten (nicht gezeigten) chipexternen Kristall zugeordnetes Signal mit einer anderen passenden Frequenz. Die Mischeinrichtung 56 übermittelt ein aufwärts konvertiertes IF-Signal an das Bandfilter 58. Die Mischeinrichtung 56 ist vorzugsweise eine aktive Mischeinrichtung. Das Bandfilter 58 hat eine Mittenfrequenz von 10,5 MHz. Das von der Mischeinrichtung 56 erzeugte Signal hat eine Frequenz, die in einem Bereich von gerade über 10,0 MHz bis gerade unter 11 MHz liegt, je nach auf dem von der Antenne 18 empfangenen RF-Signal kodierten Symbolen oder Bltmuster (z. B. Informationen).

● Durch Aufwärtskonvertieren des Signals mit sehr niedriger IF kann das RF-Signal zuverlässiger dekodiert werden. Insbesondere bei einem FM-Signal, welches mit einer Geschwindigkeit von 1 Mbit pro Sekunde oder 2 Mbit pro Sekunde übertragene Informationen enthält, erzeugt das aufwärts konvertierte IF-Signal mindestens 5-10 volle Zyklen für jedes von der Antenne 18 empfangene Bit. Das aufwärts konvertierte IF-Signal hat vorzugsweise eine Frequenz, die niedrig genug ist, um von der hochverstärkenden Kleinleistungsschaltanordnung, wie dem Filter 58 und dem Verstärker 59, die in das Substrat 13 der Steuereinrichtung 16 integrierbar sind, effizient verarbeitet zu werden. Der Begrenzungsverstärker 60 verstärkt das aufwärts konvertierte IF-Signal und begrenzt zusätzlich die Amplitude des aufwärts konvertierten IF-Signals. Der Begrenzungsver-

20.06.00

starker 60 und die Aufwärtskonvertierschaltung 54 machen in vorteilhafter Weise eine automatische Verstärkungssteuerschaltanordnung überflüssig, da der Demodulator 60 mindestens sieben Zyklen aufwärts konvertierter IF-Signale pro Symbol oder Bit empfängt.

Der FM-Demodulator 60 ist vorzugsweise ein Phasenschiebernetzwerk oder ein schneller Phasenregelkreis. Vorzugsweise ist der FM-Demodulator 60 ein schneller Phasenregelkreis, der keinen externen Resonator benötigt. Der Demodulator 60 übermittelt das demodulierte Signal am Ausgang 17D an den Empfangsdateneingang 19B der Steuereinrichtung 16.

Gemäß Fig. 4 arbeitet der Sendeempfänger 12 ähnlich wie der Sendeempfänger 12 aus Fig. 3; der Sendeempfänger 12 konvertiert jedoch nur dann das RF-Signal in ein Signal mit sehr niedriger IF, wenn er das RF-Signal in einen häufiger benutzten IF-Bereich umgewandelt hat. Der Hauptzweck für diese Abweichung in der Systemarchitektur ist, die Vermeidung einer Leckage des Lokaloszillatorsignals zur Antenne im Empfangsmodus zu vereinfachen. Bei vorherigen Konfigurationen liegt die Frequenz des Lokaloszillators so nahe an der des erwünschten Signals, dass sie normalerweise nicht adäquat gefiltert werden kann, um den Anforderungen hinsichtlich des maximal zulässigen Pegels vor Erreichen der Antenne zu genügen. Fig. 4 zeigt ein detailliertes Blockschaltbild eines Kommunikationssystemknotens 14 mit einem Sendeempfänger 12 und einer Steuereinrichtung 16. Der Sendeempfänger 12 weist einen Mikrowellensynthesizer 130, einen Taktimpulsgenerator 140, einen Datenkodierer/-dekodierer 190, einen UHF-Synthesizer 170, ein Diversity-Antennensystem 100, eine Sende-/Empfangs-Mikrowellenverstärkungsschaltung 110, eine Mikrowellenkonvertierstufe 120, ein UHF-Konvertiermodul 160, einen Konvertierer 150 für niedrige IF und ein hochverstärkendes 9,5 MHz-IF-System 180 auf. In das Substrat 13 mit der Steuereinrichtung 16 integriert sind die Schaltungen 190,140,170,180, der größte Teil der Schaltung 130 und ein

20.06.00

Teil der Schaltung 150. Die Steuereinrichtung 16 ist über einen Steuerbus 17 mit den Schaltungen 170, 130, 120, 110, und 100 gekoppelt.

Der Betrieb des Systemknotens 14 wird im folgenden anhand von Fig. 4 erläutert. Im Sendemodus übermittelt die Steuereinrichtung 16 Sendedaten an den Datenkodierer 191. Der Synthesizer 170 erzeugt ein GFSK-moduliertes Signal von ungefähr 250 MHz gemäß den vom Datenkodierer 191 empfangenen Informationen. Der Synthesizer 170 übermittelt das modulierte 250 MHz-Signal an die Mikrowellenkonvertierstufe 120. Der Synthesizer kann das IF-Signal mit einer Frequenz von 250 bis 255 MHz in 0,5 MHz-Schritten erzeugen. Die von dem Synthesizer 170 erzeugte Frequenz wird über Kanalselektionssignale auf einem Steuerbus 17 von der Steuereinrichtung 16 gesteuert. Der Synthesizer 170 ist vorzugsweise ein mit dem chipexternen VCO gekoppelter Phasenregelkreissynthesizer.

Die Mikrowellenkonvertierstufe 120 mischt das modulierte 250 MHz-Signal mit einem 2,15 bis 2,25 GHz-Signal vom Synthesizer 130. Der Synthesizer 130 kann ein 2,15 bis 2,25 GHz-Lokaloszillatorsignal in 5 MHz-Schritten erzeugen. Die Mikrowellenkonvertierstufe 120 mischt das Synthesizersignal und das modulierte 250 MHz-Signal in 0,5 MHz-Schritten zu einem modulierten 2,4 bis 2,5 GHz-RF-Signal für die Sende-/Empfangs-Mikrowellenverstärkerschaltung 110. Die Sende-/Empfangs-Mikrowellenverstärkerschaltung 110 filtert und verstärkt das RF-Signal von der Mikrowellenkonvertierstufe 120. Die Diversity-Antennenschaltung 100 empfängt das RF-Signal von der Sende-/Empfangs-Mikrowellenverstärkerschaltung 110 und sendet das RF-Signal über das Diversity-Antennensystem 100 und durch die Luft.

Der Synthesizer 130 erzeugt das 2,15 bis 2,25 GHz-Signal in Reaktion auf ein Kanalselektionssignal vom Steuerbus 17. Die Steuereinrichtung 16 koordiniert den Betrieb von Synthesizer 170 und Synthesizer 130, so dass die Informationen ordnungsgemäß auf einem selektierten oder erwünsch-

301-06-00
24

ten Kanal moduliert werden. Der Kodierer 191 kann ein zweistufiger Basiskodierer für den Modus "ein Mbit/Sek." oder ein vierstufiger Kodierer für den Modus "zwei Mbits/Sek." sein. Die Anordnung von Synthesizer 170 und Synthesizer 130 ermöglichen die Erzeugung eines beliebigen Signals zwischen 2,4 und 2,505 GHz in 0,5 MHz-Intervallen durch die Mikrowellenkonvertierstufe 120 bei einem Frequenzabweichbereich des Synthesizers 170 von nur 5 MHz und einem Frequenzabweichbereich des Synthesizers 130 von 100 MHz.

Im Empfangsmodus empfängt das Diversity-Antennensystem 100 ein RF-Signal, das von der Sende-/Empfangs-Verstärkerschaltung 100 gefiltert und verstärkt wird. Die Mikrowellenkonvertierstufe 120 führt eine Abwärtskonvertierung des RF-Signals zwischen 2,4 und 2,5 GHz auf ungefähr 250 MHz in Reaktion auf das 2,15 bis 2,25 GHz-Signal vom Synthesizer 130 durch. Die Mikrowellenkonvertierstufe 120 übermittelt das erste IF-Signal von ungefähr 250 MHz an das UHF-Konvertiermodul 160. Das UHF-Konvertiermodul 160 übermittelt das erste IF-Signal an den Abwärtskonvertierer 150 für niedrige IF.

Der Abwärtskonvertierer 150 für niedrige IF führt eine Abwärtskonvertierung des ersten IF-Signals von ungefähr 250 MHz auf eine sehr niedrige IF durch, z. B. zwischen 0 und 1 MHz oder zwischen einem Basisband und einem Kanalintervall. Der Synthesizer 170 erzeugt ein 250 bis 254,5 MHz-Signal in 0,5 MHz-Schritten zwecks ordnungsgemäßer Selektion des gewünschten Kanals vom ersten IF-Signal. Das Signal mit sehr niedriger IF wird an ein IF-Tiefpassfilter 152 übermittelt.

Durch Abwärtskonvertieren der ersten IF auf eine sehr niedrige IF-Stufe anstatt auf eine zweite IF von ungefähr 10 MHz wie bei herkömmlichen Sendeempfängern wird das Spiegelbildfrequenzband von einer Beabstandung von 20 MHz auf eine Beabstandung von 1 MHz im nächsten Kanal bewegt, wo laut den vorgeschlagenen Spezifikationen IEEE 802.11 bezüg-

20060601

lich Funknetzen keine Selektivität erforderlich ist. Somit wird ein beträchtliches Bildsperrfilter im 250 MHz-Bereich eliminiert, und es ist nur ein einfaches Bandfilter 152 zum Reduzieren der Leistung sämtlicher Signale und des Rauschens außerhalb des 250 MHz- bis 254,5 MHz-IF-Bereichs erforderlich. Das Tiefpassfilter 152 blockiert in vorteilhafter Weise die gesamte direkte und Bildenergie oberhalb von 1 MHz.

Ferner ermöglicht das Verfahren mit sehr niedriger IF den Wegfall einer aufwendigen IF-Kanalfilterung. Solche Filter haben häufig einen großen Leistungsverbrauch. Vorzugsweise ist die Frequenz des ersten IF-Signals (z. B. des Signals von ungefähr 250 MHz) niedrig genug, dass die Filter in der ersten IF-Stufe 120 kostengünstig sind, und dennoch hoch genug, dass die Synthesizersignale und Spiegelbildfrequenzbänder in die Sperrbereiche der RF-Filter in der Sende-/Empfangs-Mikrowellenverstärkerschaltung 110 hineinreichen.

Das Signal mit sehr niedriger IF mit einer Mittenfrequenz von 0,5 MHz vom Abwärtskonvertierer 150 für sehr niedrige IF wird von einem 10 MHz-Lokaloszillatorsignal überlagert, das vom Taktimpulsgenerator 140 zu einem Band mit einer Mittenfrequenz von 9,5 MHz im hochverstärkenden IF-System 180 gelangt und dort dann gefiltert und verstärkt wird. Das Datenkodier-/dekodiermodul 190 demoduliert das Signal, entscheidet über die Bitwerte und führt die digitalen Daten der Steuereinrichtung 16 zu.

Nachstehend erfolgt eine detaillierte Beschreibung mit Bezug auf Fig. 4. Die Diversity-Antennenschaltung 100 weist eine Antenne 101A und eine Antenne 101B auf, die mit einem Antennenschalter 102 gekoppelt sind. Die Steuereinrichtung 16 selektiert die Antenne 101A oder 101B zu Beginn jeder empfangenen Sendung oder jedes Pakets gemäß den Einschätzungen der Qualität der empfangenen Signale. Der Antennenschalter 102 wird über den Steuerbus 17 von der Steuereinrichtung 16 gesteuert. Der An-

2006-06-00

tennenschalter ist mit einem Bandfilter 115 gekoppelt, der wiederum mit einem Sende-/Empfangsschalter 111 gekoppelt ist.

In der Sende-/Empfangsschaltung 110 sind ein Sende-Leistungsverstärker 112 und ein rauscharmer Empfangs-Linearverstärker 112 mit einem Sende-/Empfangsschalter 111 und einem Sende-/Empfangsschalter 114 gekoppelt. Ein Bandfilter 116 ist mit dem Sende- und Empfangsschalter 114 und der bidirektionalen Aufwärts-/Abwärtsmischeinrichtung 122 gekoppelt. Die bidirektionale Aufwärts-/Abwärtsmischeinrichtung 122 ist mit dem Sende- und Empfangsschalter 123 gekoppelt. Die Sende- und Empfangsschalter 111, 114 und 123 werden über den Steuerbus 17 von der Steuereinrichtung 16 gesteuert. Ähnlich werden der Verstärker 112 und der Verstärker 113 über den Steuerbus 17 von der Steuereinrichtung 16 gesteuert.

Der Synthesizer 130 ist mit dem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) 121 gekoppelt und weist einen Voruntersetzer 132, eine Dividiereinrichtung 133, einen Phasenkomparator 134 und ein Schleifenfilter 131 auf, empfängt ein Taktignal vom Taktignalgenerator 140, empfängt ein Kanalselektionssignal vom Steuerbus 17 und kooperiert derart, dass der VCO 121 ein 2,15 bis 2,25 GHz-Signal für die Mischeinrichtung 122 erzeugt. Im Empfangsmodus übermittelt die Mischeinrichtung 122 das erste IF-Signal über den Sende- und Empfangsschalter 124 an den Verstärker 161; im Sendemodus führt die Mischeinrichtung 122 eine Aufwärtskonvertierung des Signals vom VCO 163 auf das 2,4 GHz-Band durch und liefert es an das Bandfilter 116. Der Verstärker 161 ist eine niedrigverstärkende Stufe, die die Aufrechterhaltung der Rauschzahl des gesamten Empfängersystems unterstützt und den korrekte Abschluss für die Mischeinrichtung 122 erzeugt.

Das UHF-Konvertiermodul 160 weist ferner ein Bandfilter 162 und den VCO 163 auf. Der Synthesizer 170 umfasst einen Voruntersetzer 174, ei-

2006.00

ne Dividiereinrichtung 173, einen Phasenkomparator 172 und ein Schleifenfilter 171. Das Konvertiermodul 150 für niedrige IF weist eine Abwärtsmischeinrichtung 151 und ein Filter 152 für niedrige IF auf. Das hochverstärkende 9,5 MHz-IF-Modul 180 umfasst eine Mischeinrichtung 181, ein Tiefpassfilter 182 und einen Begrenzungsverstärker 183. Der Datenkodierer/-dekodierer 190 weist einen FSK-Demodulator 193, einen Datendoppelbegrenzer 192 und eine Datenkodierer 191 auf.

Der Sendeempfänger arbeitet wie folgt. Der Sende-/Empfangsschalter 123 stellt sicher, dass die Aufwärts-/Abwärtsmischeinrichtung 122 im Sende- modus mit dem VCO 163 und im Empfangsmodus mit dem IF-Verstärker 161 gekoppelt ist. Die Sende-/Empfangsschalter 111 und 114 stellen sicher, dass für den Sendemodus der Sende-Leistungsverstärker 112 im Signalweg ist und dass für den Empfangsmodus der rauscharme Verstärker 113 im Signalweg ist. Die Aufwärts-/Abwärtsmischeinrichtung 122 und sämtliche verbleibenden Blöcke in der Sende-/Empfangs-Mikrowellenverstärkerschaltung 110 und im Diversity-Antennensystem 100 lassen Signale gleich gut in beide Richtungen durch; somit können sie ohne weitere Schaltvorgäng sowohl für den Sende- als auch für den Empfangsmodus eingesetzt werden. Im Empfangsmodus wirken Voruntersetzer 174, Dividiereinrichtung 173, Phasenkomparator 172 und Schleifenfilter 171 mit dem VCO 163 zum Übermitteln eines geeigneten Mischsignals an die Mischeinrichtung 151 zusammen, und zwar eines Signals zwischen 250 und 254,5 MHz in 0,5 MHz-Schritten in Reaktion auf ein Kanalselektions- signal auf dem Steuerbus 17. Im Sendemodus steuert derselbe UHF- Synthesizer 170 denselben VCO 163, der in diesem Fall als modulierte Signalquelle ausgeführt ist, in 1 MHz-Schritten um einen Mittelwert von 250 MHz bis 254 MHz, wie für den geeigneten 2,4 GHz bis 2,5 GHz-Kanal erforderlich.

Das Bandfilter 162 wird im Empfangsmodus zum Minimieren der Überlastung der Mischeinrichtung 122 eingesetzt. Vorzugsweise hat das Bandfilter

200-00-00
28

162 einen flachen Frequenzgang innerhalb von 1 dB von 249 bis 255 MHz. Das Filter 152 ist das Hauptempfängerselektivitätselement für das System 16.

Die Synthesizer 130 und 170 sind in vorteilhafter Weise als digitale Doppelmodul-Phasenregelkreis- (PLL-) Synthesizer ausgeführt. Durch Dividieren der Kanalbildung zwischen den beiden Synthesizern anstelle des Einsatzes von UHF-Synthesizer 170 bei einer festen Frequenz wird folgender Vorteil erzielt. Der Mikrowellen-Synthesizer 120 ist viel weniger kritisch in der Ausführung und einfacher zu realisieren als eine Hochgeschwindigkeits-Kanaländerungsfrequenzquelle. Der Grund dafür ist, dass die Synthesizerkanalbeabstandung (und daher die Referenzfrequenz an den Eingängen des Phasenkomparators 134) 5 MHz (vom Taktimpulsgenerator 140) statt 0,5 MHz beträgt. Die Beabstandung von 0,5 MHz wird von dem UHF-Synthesizer mit der viel niedrigeren Frequenz von 250 MHz verarbeitet; dies ist eine viel leichtere Aufgabe. Eine solch schnelle Synthesizerkanalumschaltung bietet mehr Zeit für die Empfangsprüfung, wobei der Lokaloszillator des Empfängers sowohl oberhalb als auch unterhalb des erwünschten Signaleingangskanals liegt. Durch dieses Verfahren wird eine Interferenz benachbarter Kanäle (dies ist die Gesamtkonfiguration dieser Auslegung, die zu einem Bild führt) nur auf einer Seite des Kanals des erwünschten Signals vermieden.

Fig. 5 zeigt, dass wahlweise eine Bildsperrmischschaltung 150A für einen Systemknoten 200 ähnlich dem Knoten 14 aus Fig. 4 zwischen dem Bandfilter 162 und dem Tiefpassfilter 152 gekoppelt ist. Die Bildsperrschaltung 150A ersetzt den Betrieb der Abwärtsmischeinrichtung 151 im Knoten 14 aus Fig. 4. Die Schaltung 150A weist einen Phasenteiler 155, eine Abwärtsmischeinrichtung 151B, eine Abwärtsmischeinrichtung 151A, einen Phasenschieber 153 und einen Phasenschieber 154 auf. Die Mischeinrichtungen 151B und 151A empfangen ein 150 bis 254,5 MHz-IF-Signal vom VCO 155. Der Phasenteiler 155 teilt das IF-Signal von ungefähr 250 MHz

2005-06-01
29

vom Bandfilter 162 in zwei um 90° zueinander phasenverschobene Signale. Die Mischereinrichtungen 151B und 151A konvertieren die IF-Signale von ungefähr 250 MHz in eine sehr niedrige IF-Frequenz. Die Phasenschieber 153 und 154 verschieben die Phase der Signale mit sehr niedriger IF um 90° zueinander. Die Signale von den Phasenschiebern 153 und 154 werden im Kombinierer 156 kombiniert und an das Tiefpassfilter 152 übermittelt. Diese Funktionsblöcke in der Bildsperrereinrichtung 150A kooperieren zwecks Erhalts des folgenden Ergebnisses im Kombinierer 156: 250 MHz-IF-Signale und -Rauschen, die eine niedrigere Frequenz haben als die Lokaloszillatorquelle vom VCO 163, werden um 3 dB relativ zu der einfachen Mischereinrichtung 151 in Fig. 5 verstärkt, und sämtliche 250 MHz-IF-Signale und -Rauschen, die eine höher Frequenz haben als der Lokaloszillator vom VCO 163, werden um einen Betrag, der von der relativen Verstärkungsanpassung und Phasenverschiebegenaugigkeit in seinen beiden Abzweigungen abhängt, eliminiert. Somit wird ein bestimmter Betrag an Bildsperrung erreicht, der bei der in Frage stehenden Anwendung einen bestimmten Betrag an Sperrselektivität für den oberen benachbarten Kanal bietet, der andernfalls völlig fehlt.

Fig. 6 zeigt einen Kommunikationssystemknoten 202 mit einem Sendeempfänger 12 und einer Steuereinrichtung 16. Der Sendeempfänger 12 ist dem Sendeempfänger 12 aus Fig. 3 und 4 ähnlich. Der Sendeempfänger 12 aus Fig. 6 moduliert jedoch direkt das Funkfrequenzsignal mit einem VCO 210 und einem Synthesizer 220. Der Synthesizer 220 weist einen Voruntersetzer 222, eine Dividereinrichtung 224, einen Phasenkomparator 226 und ein Schleifenfilter 228 auf. Der VCO 210 erzeugt ein Funkfrequenzsignal zwischen 2,4 und 2,5 GHz in Reaktion auf ein Kanalselektionssignal auf dem Steuerbus 17 und ein Steuersignal vom Filter 228.

Der VCO 210 und der Synthesizer 220 wirken ferner zum Erzeugen eines 2,45 bis 2,55 GHz-Signals, das von einer Mischereinrichtung 238 empfangen wird, zusammen. Die Mischereinrichtung 238 erzeugt im Empfangsmodus

30-06-00

ein Signal mit sehr niedriger IF, das vom IF-Vorverstärker 240 empfangen wird. Der Einsatz eines Phasenschlebers 254 und eines Tellerkombinierers 256 vor der Mischelinrichtung 238 dient der Erzeugung einer invertierten Phase zum Eliminieren der Leckage von der Mischelinrichtung 238 über den Verstärker 113 zu den Antennen 101A und 101B. Der rauscharme Empfangs-Verstärker 113 kann normalerweise keine ausreichende Umkehrisolierung für eine zulässige Leckage zu der Antenne bewirken und aufgrund der extremen Nähe der Frequenz des empfangenen Signals und der Lokaloszillatorsignalfrequenz vom VCO 210 können die Bandfilter 115 und 116 das Lokaloszillatorsignal nicht sperren. Die Schaltung 256 weist eine Mikrostreifenleiterkonfiguration oder einen bidirektionalen Koppler auf. Die Schaltung 256 bietet einen gewissen Grad an Isolierung für die Schaltung 254. Die Schaltung 254 ist vorzugsweise ein variabler Phasenschleber mit reaktiven Elementen, die in einer Mikrostreifenleiterkonfiguration implementiert sind. Der Sendeempfänger 12 erfordert in vorteilhafter Weise nur einen VCO zum ordnungsgemäßen Konvertieren des RF-Signals in das Signal mit sehr niedriger IF. Vorzugsweise wird der Einsatz von Galliumarsenid-Komponenten zwecks Reduzierung des Rauschanteils bei niedrigeren Frequenzen vermieden.

Es sei darauf hingewiesen, dass die detaillierten Zeichnungen und spezifischen Beispiele zwar ein bevorzugtes Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung beschreiben, diese aber nur zu Erläuterungszwecken dienen. Die Erfindung ist nicht auf die beschriebenen Details und Bedingungen beschränkt. Obwohl z. B. bestimmte Oszillator-, Filter- und Komparatortypen erwähnt sind, können andere Typen eingesetzt werden. Ferner sind zwar bestimmte Frequenzbereiche oder Modulationstechniken beschrieben worden, die Erfindung ist jedoch auf eine Vielzahl von Funkfrequenzanwendungen anwendbar. Ferner können einzelne Leitungen in den verschiedenen Figuren Mehrfachleiter darstellen. Es können verschiedene Änderungen an der detaillierten Beschreibung vorgenommen werden, oh-

20.06.00

ne dass dadurch vom Umfang der Erfindung abgewichen wird, der in den folgenden Ansprüchen festgelegt ist.

320-06-00

Europäisches Patent 0 920 729
Deutsches Aktenzeichen 697 01 635.8-08
Advanced Micro Devices Inc.

PATENTANSPRÜCHE

1. Empfänger für ein Funknetz, bei dem Informationen in dem Funknetz auf einer modulierten Trägerwelle auf einer von mehreren Kanalfrequenzen übertragen werden, wobei die modulierte Trägerwelle bedeutende Seitenbänder aufweist, die sich über einen bestimmten Bereich auf jeder Seite der Trägerfrequenz erstrecken, mit:

• einem Trägerwelleneingang;

• einem Frequenzsynthesizer;

• einer Mischeinrichtung mit einem mit dem Trägerwelleneingang gekoppelten ersten Eingang zum Empfangen der modulierten Trägerwelle vom Trägerwelleneingang, einem zweiten mit dem Frequenzsynthesizer gekoppelten Eingang zum Empfangen eines Synthesizersignals und einem Mischeinrichtungsausgang, wobei das Synthesizerignal eine Frequenz nahe einer der Kanalfrequenzen aufweist, die Mischeinrichtung ein Signal mit sehr niedriger Zwischenfrequenz am Mischeinrichtungsausgang erzeugt, das Signal mit sehr niedriger Zwischenfrequenz eine Mittenfrequenz aufweist, die gerade größer ist als eine Differenzfrequenz zwischen der höchsten Frequenz der bedeutenden Seitenbänder und der Trägerfrequenz ;

• einem Bandfilter mit einem Filtereingang und einem Filterausgang, wobei der Filtereingang mit dem Mischeinrichtungsausgang gekoppelt ist; und

20.06.00

einem mit dem Filterausgang gekoppelten Dekodierer, der ein Signal entsprechend dem Signal mit sehr niedriger Zwischenfrequenz empfängt und ein dekodiertes Signal erzeugt, das die Informationen auf der modulierten Trägerwelle anzeigt.

2. Empfänger nach Anspruch 1, bei dem die Kanalfrequenzen um ein vorbestimmtes Intervall voneinander beabstandet sind und die Frequenz des Synthesizersignals von der einen der Kanalfrequenzen um die Hälfte des vorbestimmten Intervalls abweicht.
3. Empfänger nach Anspruch 1, bei dem die Kanalfrequenzen um ein vorbestimmtes Intervall voneinander beabstandet sind und die Frequenz des Synthesizersignals von der einen der Kanalfrequenzen um ein Viertel des vorbestimmten Intervalls abweicht.
4. Empfänger nach Anspruch 1, 2 oder 3, bei dem die Frequenz des Signals mit sehr niedriger Zwischenfrequenz über einer der modulierten Trägerwelle zugeordneten Basisbandfrequenz und unter 1 MHz liegt.
5. Empfänger nach Anspruch 4, bei dem das Filter ein Audio-Bandfilter ist.
6. Verfahren zum Empfangen von auf einem modulierten Trägerwellensignal befindlichen Informationen, wobei die Trägerwelle bedeutende Spitzen-Seitenbänder aufweist, die sich über einen bestimmten Bereich auf jeder Seite der Trägerfrequenz (Kanalmittelfrequenz) erstrecken, mit folgenden Schritten:

Empfangen des modulierten Trägerwellensignals;

34
20-06-00

Verstärken des modulierten Trägerwellensignals zum Erzeugen eines verstärkten modulierten Trägersignals;

Erzeugen eines Mischsignals mit einer Frequenz nahe der Trägerfrequenz (Kanalmittenfrequenz);

Mischen des Mischsignals und des verstärkten modulierten Trägersignals zur Bildung eines Signals mit sehr niedriger Zwischenfrequenz mit einer Frequenz über einer Spitzen-Modulationsabweichung; und

Demodulieren eines mit dem Signal mit sehr niedriger Zwischenfrequenz in Beziehung stehenden Ergebnissignals zwecks Erhalts der auf der modulierten Trägerwelle befindlichen Informationen.

7. Verfahren nach Anspruch 6, bei dem das Mischsignal eine Frequenz innerhalb eines Kanalfrequenzintervalls der Frequenz der modulierten Trägerwelle aufweist.
8. Verfahren nach Anspruch 6 oder 7, bei dem das Ergebnissignal ein gefiltertes Signal mit niedriger Zwischenfrequenz ist.
9. Verfahren nach Anspruch 7, bei dem das Signal mit sehr niedriger Zwischenfrequenz zwischen einer dem modulierten Trägerwellensignal zugeordneten Basisbandfrequenz und 1 MHz liegt.
10. Verfahren nach Anspruch 9, bei dem das Mischsignal von dem modulierten Trägersignal um ungefähr 500 kHz abweicht.

Europäisches Patent 0 920 729
Deutsches Aktenzeichen 697 01 635.8-08
Advanced Micro Devices Inc.

20.06.00
35

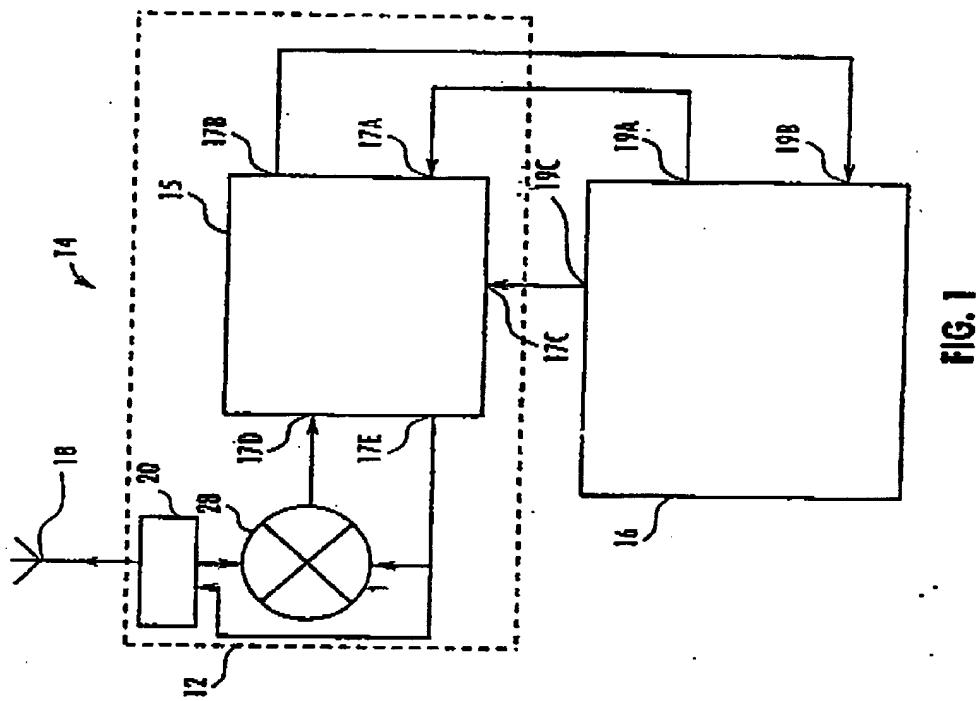


FIG. 1

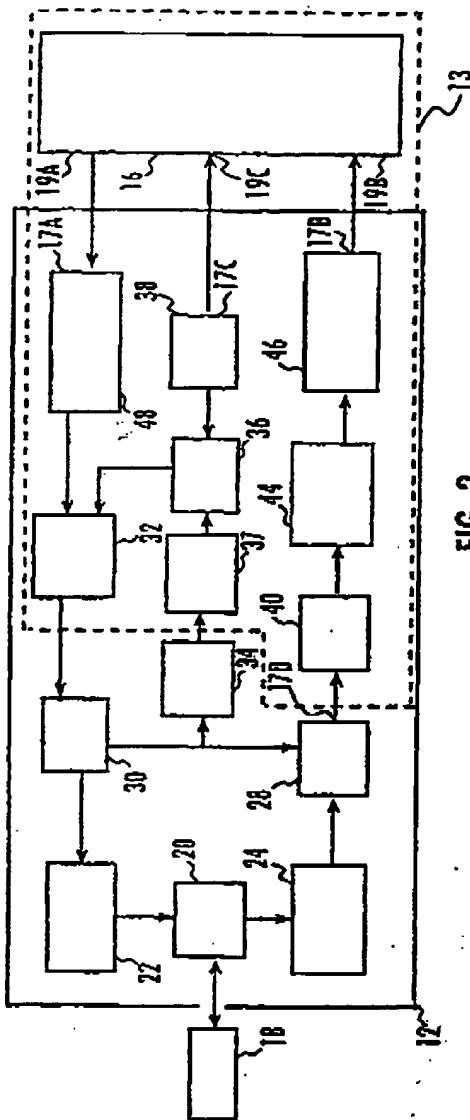
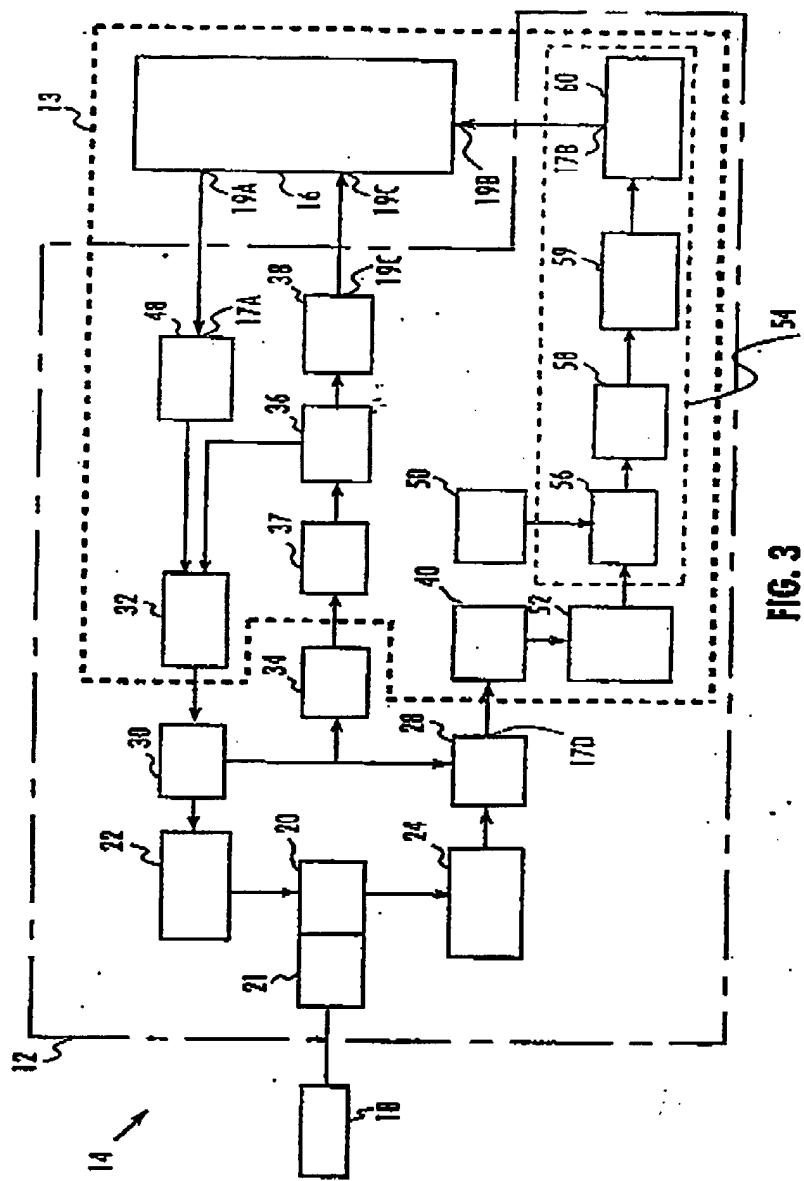
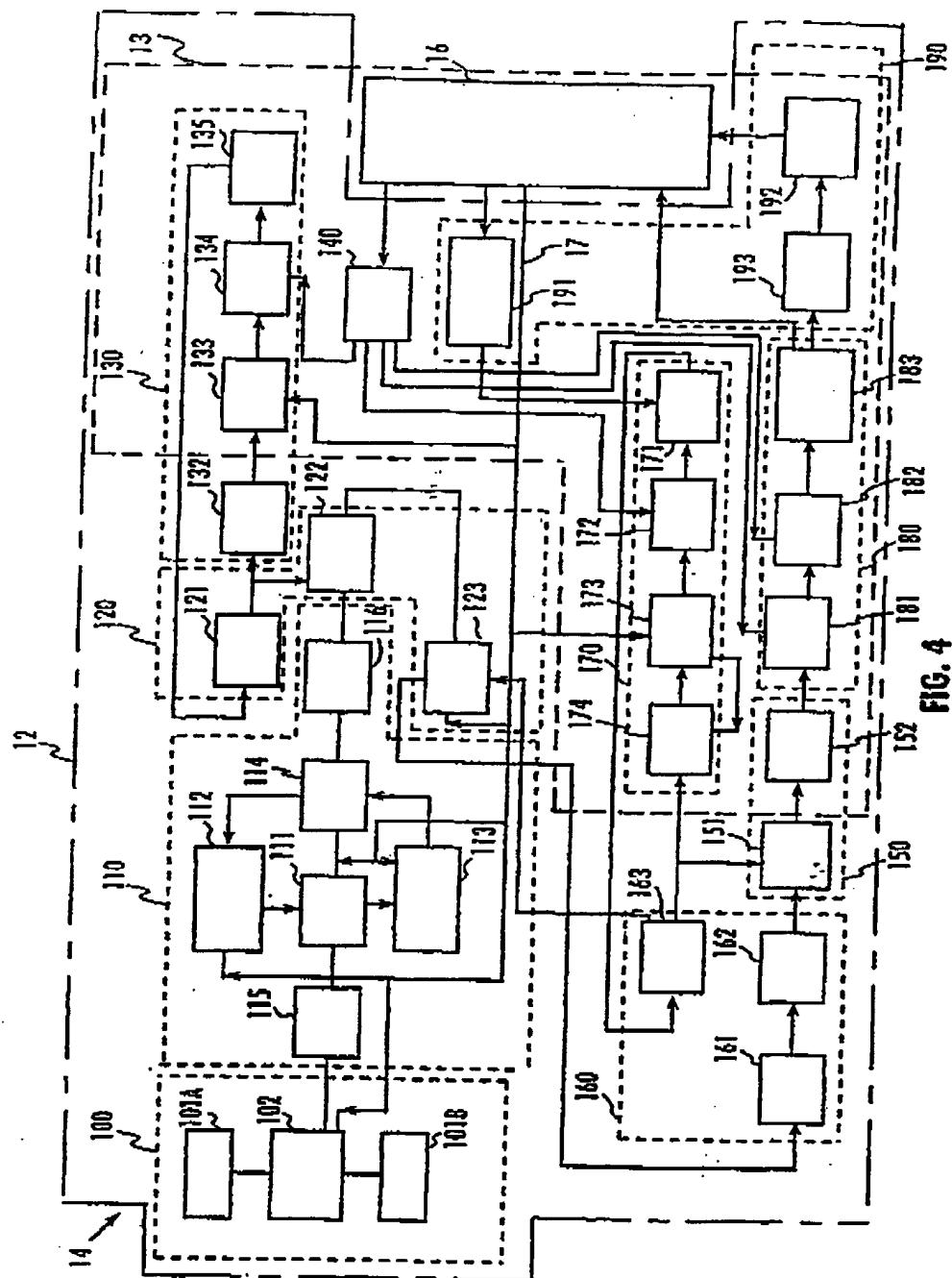
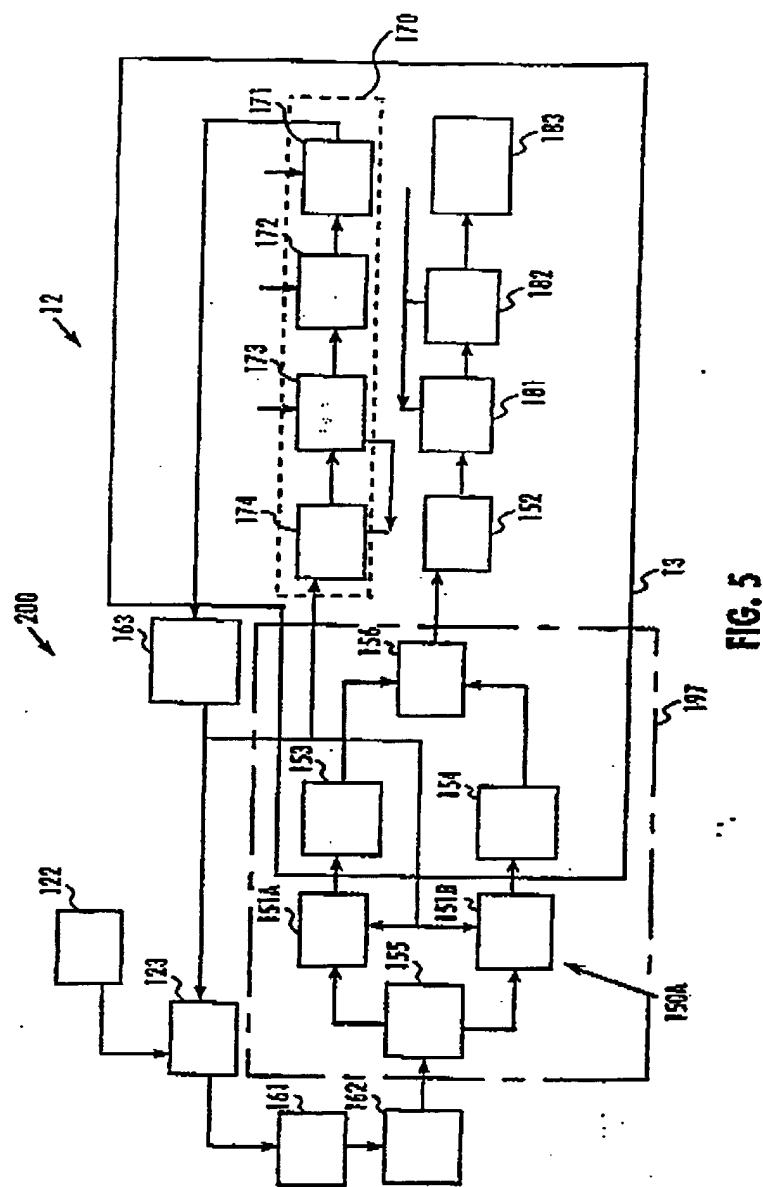
20-06-00
36

FIG. 2

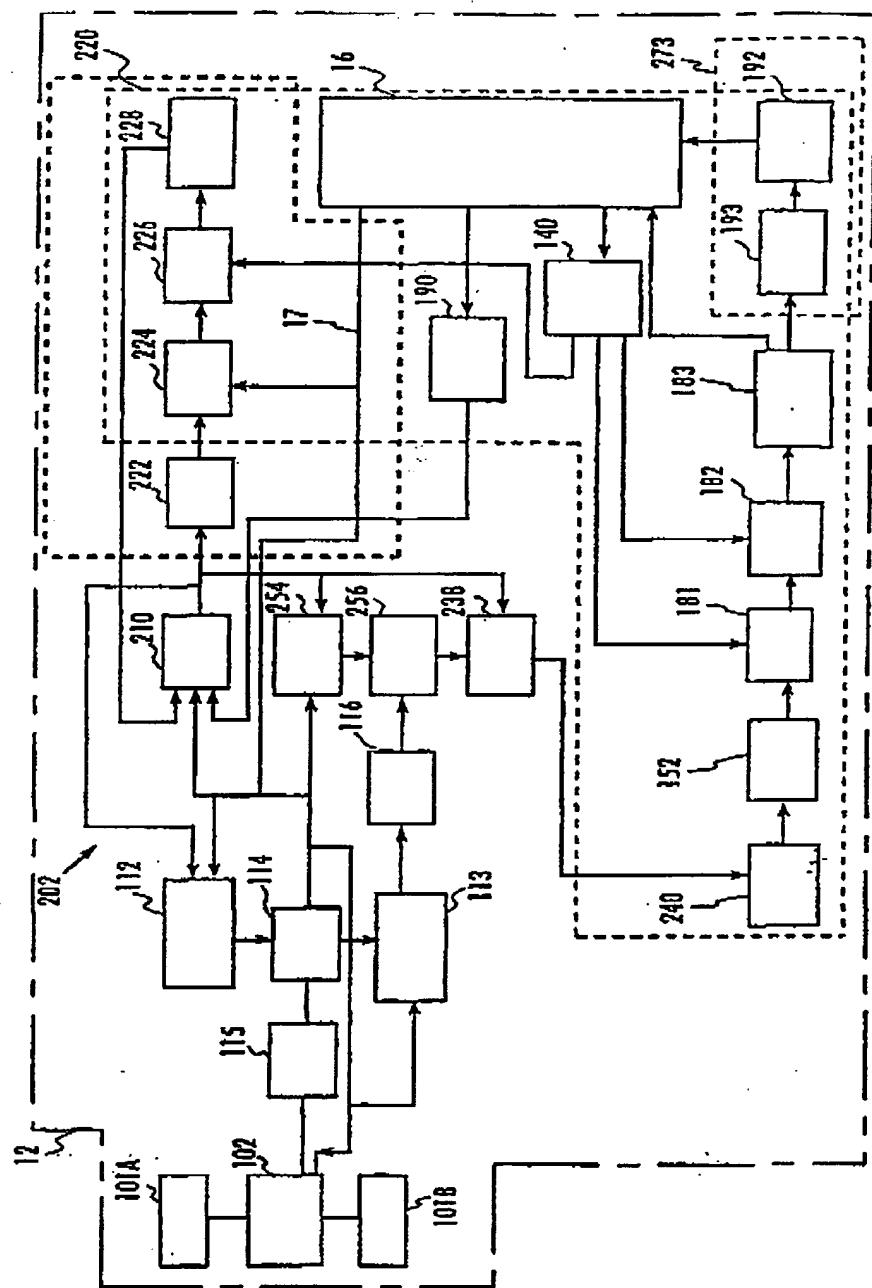
30-06-00
37

26-06-00



20-06-00
39

20.08.00
40



6